

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Inventor :Makoto YOSHIDA et al.  
Filed :Concurrently herewith  
For :RECEIVER WHICH .....  
Serial Number :Concurrently herewith

February 23, 2004

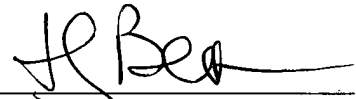
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

PRIORITY CLAIM AND  
SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Applicant hereby claims priority under 35 USC 119 from **Japanese** patent application number **2003-078717** filed **March 20, 2003**, a copy of which is enclosed.

Respectfully submitted,



Thomas J. Bean  
Reg. No. 44,528

Customer Number:  
026304  
Docket No.: FUJI 20.990

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                    2 0 0 3 年   3 月 2 0 日  
Date of Application:

出 願 番 号                    特 願 2 0 0 3 - 0 7 8 7 1 7  
Application Number:

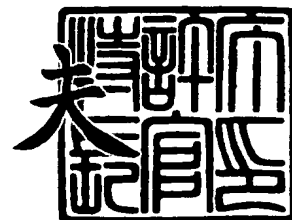
[ST. 10/C]:                    [ J P 2 0 0 3 - 0 7 8 7 1 7 ]

出   願   人                    富 士 通 株 式 会 社  
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 1 月 2 5 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号   出証特 2 0 0 3 - 3 0 9 7 1 5 5

【書類名】 特許願

【整理番号】 0253785

【提出日】 平成15年 3月20日

【あて先】 特許庁長官 太田 信一郎 殿

【国際特許分類】 H04B 3/00

【発明の名称】 O F D Mシンボルを復調する受信機

【請求項の数】 10

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

    【氏名】 吉田 誠

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

    【氏名】 石津 英三

【特許出願人】

    【識別番号】 000005223

    【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100070150

    【住所又は居所】 東京都渋谷区恵比寿 4 丁目 2 0 番 3 号 恵比寿ガーデンプレイスタワー 3 2 階

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 伊東 忠彦

    【電話番号】 03-5424-2511

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 002989

    【納付金額】 21,000円

【その他】 国等の委託研究の成果に係る特許出願（平成 1 4 年度通

信・放送機構「移動通信システムにおける高度無線信号  
処理技術の研究開発」委託研究、産業活力再生特別措置  
法第 3 0 条の適用を受けるもの)

**【提出物件の目録】**

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0114942

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDMシンボルを復調する受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直交周波数分割多重（OFDM）方式で伝送される OFDM シンボルを復調する受信機であって、

受信信号に含まれる先行波及び遅延波に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成手段と、

前記受信信号をフーリエ変換することで復調し、サブキャリア毎に復調信号を出力する復調手段と、

前記復調信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、

硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、

前記硬判定信号及び前記レプリカ信号の差分を前記復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段

を有し、前記レプリカ生成手段が、

前記硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、

復調の対象としている OFDM シンボル（復調対象シンボル）に先行する復調済みの OFDM シンボル（先行シンボル）を利用して、前記遅延波に含まれる前記先行シンボルの信号成分を抑圧する手段と、

前記時間領域の受信信号の一部を、前記遅延波の復調対象シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段と、

前記修正された受信信号をフーリエ変換することで、前記レプリカ信号を作成する手段

を有することを特徴とする OFDM シンボルを復調する受信機。

【請求項 2】 前記硬判定手段が、前記復調信号と、他のダイバーシチブランチにおける復調信号とを合成した信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力するよう形成されることを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】 前記硬判定手段が、前記復調信号を誤り訂正復号化する復号化手段と、誤り訂正復号化された信号点をサブキャリア毎に硬判定する判定手段と、硬判定結果を誤り訂正符号化することで前記硬判定信号を出力する出力手段とを有することを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 4】 硬判定信号の作成、レプリカ信号の作成及びキャリア間干渉の抑制を含む一連の処理を行う処理系路が、多段に設けられることを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 5】 遅延波に含まれる復調対象シンボルに先行する部分の信号内容が、前記時間領域の受信信号の一部に等しくなるように、前記受信信号が修正されることを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 6】 直交周波数分割多重 (OFDM) 方式で伝送される OFDM シンボルを復調する受信機であって、

受信信号に含まれる先行波及び遅延波に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成手段と、

復調の対象としている OFDM シンボル (復調対象シンボル) に先行する復調済みの OFDM シンボル (先行シンボル) を利用して、前記遅延波に含まれる前記先行シンボルの信号成分を抑圧することで、シンボル間干渉を抑圧するシンボル間干渉抑圧手段と、

前記シンボル間干渉抑圧手段からの出力信号をフーリエ変換することで復調し、サブキャリア毎に復調信号を出力する復調手段と、

前記復調信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、

硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、

前記硬判定信号及び前記レプリカ信号の差分を前記復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段

を有し、前記レプリカ生成手段が、

前記硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、

前記時間領域の受信信号の一部を、前記遅延波の復調対象シンボルの前に付加

することで、修正された受信信号を作成する手段と、

前記修正された受信信号をフーリエ変換することで、前記レプリカ信号を作成する手段

を有することを特徴とする OFDM シンボルを復調する受信機。

【請求項 7】 前記硬判定手段が、前記復調信号と、他のダイバーシチブランチにおける復調信号とを合成した信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力するよう形成されることを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

【請求項 8】 前記硬判定手段が、前記復調信号を誤り訂正復号化する復号化手段と、誤り訂正復号化された信号点をサブキャリア毎に硬判定する判定手段と、硬判定結果を誤り訂正符号化することで前記硬判定信号を出力する出力手段とを有することを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

【請求項 9】 硬判定信号の作成、レプリカ信号の作成及びキャリア間干渉の抑制を含む一連の処理を行う処理系路が、多段に設けられることを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

【請求項 10】 遅延波に含まれる復調対象シンボルに先行する部分の信号内容が、前記時間領域の受信信号の一部に等しくなるように、前記受信信号が修正されることを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、一般に受信信号の復調技術に関連し、特に直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式で伝送される信号 (OFDM 信号又は OFDM シンボル) を復調するための受信機に関する。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

この種の技術分野で現在検討されている広帯域無線通信 (次世代移動通信) では、マルチパス伝搬環境に配慮してシステムを構築する必要がある。マルチキャ

リア変調方式は、所与の伝送帯域に対して複数の搬送波（サブキャリア）を使用し、信号を並列に伝送することで、マルチパス伝搬環境で特に問題となる周波数選択性フェージングの影響を抑制している。特に、OFDM方式は、有効シンボルどうしの間にガードインターバル（GI：Guard Interval）を付加する。これにより、ガードインターバル長以内のマルチパス遅延波に対して、符号間干渉を効果的に抑圧し、等化を用いずに復調し、マルチパスフェージングに効果的に対処することが可能になる。一方、先行波に対する遅延波の遅延量（遅延スプレッド）は、通信環境に依存して大きく異なる。例えばその遅延量は市街地で0.2ないし2.0  $\mu$ s程度であったとしても、山岳地や盆地では10ないし20  $\mu$ sに達する場合もある。従って、このような観点からは、先行波に続いて到来する総ての遅延波が、ガードインターバルの範疇に包含されるように、ガードインターバルを十分に長く設定すべきである。

#### 【0003】

しかしながら、ガードインターバルは冗長シンボルでもあるので、これを長く設定しつつ伝送効率を低下させないためには、OFDMシンボル全体の長さを増加させ、ガードインターバルと有効シンボル長との比率を一定以上に維持する必要がある。しかしながら、OFDMシンボル長を増加させると、先ず、1シンボル期間内でフェージングが一定でなくなり、フェージングに対する耐性が弱くなってしまう。また、OFDMシンボル長（ $T_s$ ）の増加により、サブキャリア間隔（ $\Delta f = 1/T_s$ ）は小さくなるので、ドップラーシフトに対する耐性も弱くなり、また、ピーク対平均電力比も増大してしまう（非線形歪みによる特性劣化が生じてしまう。）。このため、ガードインターバルを適切な長さに設定し、これを越えて遅れて到来する遅延波に対しては、何らかの補償を別途行うのが一般的である。

#### 【0004】

非特許文献1は、使用帯域全体に影響するシンボル間干渉（ISI：Inter Symbol Interference）を抑圧するために、復調処理における高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）の際に、干渉を引き起こす部分に時間領域でフィルタリングを行い、最尤



系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) を行っている (従来の他の手法については、例えば特許文献 1 参照。 )。

【0005】

【非特許文献 1】

須山, 「ガードインターバルを超える遅延プロファイルのマルチパス環境に対する OFDM 受信方式」, 信学技報 RCS 2001-175, 2001-11

【0006】

【特許文献 1】

特開平 11-298434 号公報

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、非特許文献 1 のような技術によれば、サブキャリア毎に  $M^2$  個 ( $M$  は、変調多値数) の状態を有するビタビ (Viterbi) 等化器を必要とする。従ってこの手法は、受信機の回路規模、演算量、消費電力等の点で不利になる。特に小型であることを要する携帯用通信機器の用途では不利である。

【0008】

ところで、変調多値数  $M$  を適応的に変更することで、信号伝送効率を向上させようとする通信システム (適応変調システム) が、現在研究されている。このような通信システムに、上記の従来技術を利用すると、最も大きな変調指数  $M$  に合わせて受信機の回路を用意する必要性が生じるので、従来の手法は適応変調システムに組み込むことが困難になる点でも不利である。

【0009】

また、従来の手法では、最尤系列推定 (MLSE) を行うことで、信号点を硬判定 (hard decision) しているので、信号点の確からしさについての尤度情報又は軟判定 (soft decision) 情報が有効に活用されておらず、誤り訂正技術を 100% 活用することができない点でも不利である。

【0010】

本願の課題は、OFDM シンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来す

る遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させることの可能な受信機を提供することである。

#### 【0011】

本願の別の課題は、OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させることが可能であり、復調のための回路規模を小さくすることの可能な受信機を提供することである。

#### 【0012】

本願の別の課題は、OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させることが可能であり、復調に際して軟判定情報を維持することの可能な受信機を提供することである。

#### 【0013】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明によれば、

直交周波数分割多重（OFDM）方式で伝送されるOFDMシンボルを復調する受信機であって、

受信信号に含まれる先行波及び遅延波に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成手段と、

前記受信信号をフーリエ変換することで復調し、サブキャリア毎に復調信号を出力する復調手段と、

前記復調信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、

硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、

前記硬判定信号及び前記レプリカ信号の差分を前記復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段

を有し、前記レプリカ生成手段が、

前記硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、

復調の対象としているOFDMシンボル（復調対象シンボル）に先行する復調済みのOFDMシンボル（先行シンボル）を利用して、前記遅延波に含まれる前

記先行シンボルの信号成分を抑圧する手段と、

前記時間領域の受信信号の一部を、前記遅延波の復調対象シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段と、

前記修正された受信信号をフーリエ変換することで、前記レプリカ信号を作成する手段

を有することを特徴とする OFDM シンボルを復調する受信機が、提供される。

#### 【0014】

##### 【発明の実施の形態】

図1は、本願第1実施例による受信機の機能ブロック図を示す。受信機100は、OFDM方式で伝送された信号を受信し、この受信信号に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成部102を有する。遅延プロファイル作成手段102の出力は、入力された信号に高速フーリエ変換を行うFFT部104に与えられる。尚、簡単のため、FFT部及び後述するIFFT部に関連する直列-並列変換及び並列-直列変換を行う部分は省略されている。受信機100は復調部106を有し、復調部106は、受信信号を高速フーリエ変換するFFT部108と、FFT部108に接続されたチャネル補償部110を有する。チャネル補償部110は、FFT部104を経て得られる遅延プロファイル102からの情報に基づいて、FFT部108からの信号の振幅及び位相をサブキャリア毎に調整し、復調信号を出力する。

#### 【0015】

受信機100は、復調部106に接続された硬判定部112を有し、硬判定部112は、復調部106から得られる信号点をサブキャリア毎に硬判定する。受信機100は、硬判定部112に接続されたレプリカ生成部114を有する。レプリカ生成部114は、硬判定部112に接続され、逆フーリエ変換を行うIFFT部116を有する。レプリカ生成部114は、IFFT部116に接続された受信信号修正部118を有し、受信信号修正部118は受信信号中の干渉成分を抑圧する抑制部120と、その干渉成分が含まれていた干渉区間に所定の信号成分を加える加算部122とを有する。レプリカ生成部114は、受信信号修正

部 118 に接続され、高速フーリエ変換を行う FFT 部 124 を有する。更に、レプリカ生成部 114 は、FFT 部 124 に接続されたチャネル補償部 126 を有する。チャネル補償部 126 の出力は、サブキャリア毎のレプリカ信号であり、レプリカ生成部 114 の出力を形成する。受信機 100 は、ICI 抑制部 128 を有し、ICI 抑制部 128 は、サブキャリア毎に、レプリカ生成部 114 の入出力間の差分を復調部 106 からの復調信号に加えることで、キャリア間干渉を抑圧する。

#### 【0016】

更に、受信機 100 は、ICI 抑制部 128 に接続され、サブキャリア毎に信号点を硬判定する硬判定部 130 を有する。受信機 100 は、硬判定部 130 に接続され、逆フーリエ変換を行う IFFT 部 132 を有する。受信機 100 は、IFFT 部 132 に接続され、入力された信号を一シンボル期間遅延させる遅延部 134 を有する。遅延部 134 は、受信信号修正部 118 内の抑制部 120 に接続される。

#### 【0017】

動作を次に説明する。受信機 100 にて受信された OFDM 信号は、不図示の無線部を通じてベースバンド信号に変換され、ガードインターバルが除去された後に、遅延プロファイル作成部 102 に入力される。遅延プロファイル作成部 102 は、例えば FFT ウィンドウ幅のような所定の期間にわたって、受信信号  $r$  に含まれる先行波、及び先行波に対して遅れて到来する複数の遅延波のタイミング、振幅（エネルギー）及び位相を見出す。これら遅延波の 1 つ 1 つは、「マルチパス（multipath）成分」又は単に「パス」とも言われる。遅延プロファイルに関する情報（タイミング、振幅及び位相）は、時間領域における処理を行う受信信号修正部 118 に与えられる。また、遅延プロファイルに関する情報は、更に FFT 部 104 により周波数領域の情報に変換された後にチャネル補償部 110、126 にも与えられる。簡単のため、受信信号には 2 つのパスのみが含まれ、先行波に対する遅延波の遅延時間はガードインターバル長より大きいものとする。

#### 【0018】

受信信号  $r$  は復調部 106 における高速フーリエ変換及びチャネル補償を経て復調され、復調信号  $d_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ,  $N$  はサブキャリア数) を出力する。受信信号には、ガードインターバルを超える遅延波が含まれているので、復調信号  $d_i$  は、本来の信号から歪んだ信号となることが予想される。復調信号  $d_i$  は、硬判定部 112 に与えられ、サブキャリア毎に硬判定がなされ、硬判定部 112 は各復調信号  $d_i$  を硬判定信号  $D_i$  に変換する。硬判定信号  $D_i$  は、IFFT 部 116 に入力され、時間領域の受信信号に変換される。この時間領域の受信信号は、受信信号修正部 118 で修正される。

### 【0019】

図 2 は、受信信号に含まれる先行波 202 及び遅延波 204 を示す図である。先行波 202 及び遅延波 204 は別々に描かれているが、実際にはこれらが重なって受信信号を形成する。図示されているように、目下の復調の対象となっている  $k$  番目の OFDM シンボル 206, 208 と、それに先行する  $k-1$  番目の OFDM シンボル 210, 212 と、ガードインターバル GI 214, 216 が描かれている。受信機は、一連の OFDM シンボルを受信し、次々と OFDM シンボルを復調してゆく。復調時のフーリエ変換は、例えば先行波の有効シンボル期間 ( $k$  番目の OFDM シンボルを復調する場合には、参照番号 206 の部分) に合わせて行われる。この場合に、先行波及び遅延波の両者に含まれる同一のシンボル ( $k$  番目の OFDM シンボル) については、サブキャリアの直交性に起因して、シンボル間干渉は非常に少ない。しかし、異なるシンボルとの間で生じるシンボル間干渉は、無視することのできない影響を与える。この例では、先行波 202 の  $k$  番目の OFDM シンボル 206 と、遅延波 204 の  $k-1$  番目の OFDM シンボル 212 ( $S_I$  にて示される干渉区間) とがシンボル間干渉を引き起こす。

### 【0020】

シンボル間干渉の影響を受けた受信信号は、復調部 106 にて復調され、復調信号  $d_i$  として出力される。この復調信号  $d_i$  は硬判定部 112 にて硬判定され、硬判定信号  $D_i$  として出力される。例えば、QPSK 変調を想定し、復調信号  $d_i$  が、信号点配置 (signal constellation) の第 1 象限

に属していたならば、硬判定信号  $D_1$  は (1, 1) を示すシンボルになる。硬判定信号  $D_i$  は、IFFT部 116 に入力され、時間領域の受信信号 216 に変換される。

#### 【0021】

受信機 100 では、OFDMシンボルを受信する毎に順に復調するので、 $k$  番目の OFDMシンボルを復調する時点では、 $k-1$  番目の OFDMシンボルの復調は完了している。この  $k-1$  番目の OFDMシンボルの各データは、サブキャリア毎に硬判定部 130 に入力され、硬判定された後に IFFT部 132 に入力され、一シンボル期間バッファリングを行う遅延部 134 に入力される。従って、 $k$  番目の OFDMシンボルを復調する際には、 $k-1$  番目の OFDMシンボルは既に復調されており、それは遅延部 134 に格納されている。

#### 【0022】

受信信号修正部 118 には、 $k$  番目及び  $k-1$  番目の時間領域の受信信号が入力される。抑制部 120 では、遅延プロファイル作成部 102 からの遅延波に対するタイミング、振幅及び位相に基づいて、 $k-1$  番目の OFDMシンボルの内、 $k$  番目の OFDMシンボルの復調時に干渉を引き起こす干渉区間  $S_I$  の信号成分を抽出する。そして、時間領域の受信信号に含まれる遅延波の干渉区間  $S_I$  の信号成分が相殺されるように、タイミング、振幅及び位相を調整する。なお、干渉区間  $S_I$  は、遅延波における  $k-1$  番目の OFDMシンボルの後部であり、その区間の長さは遅延波 204 の遅延量  $\tau$  からガードインターバル  $G_I$  の長さを引いた期間に対応する。

#### 【0023】

更に、加算部 112 では、遅延波 204 における  $k$  番目の OFDMシンボル 208 に先行する長さ  $\tau$  の区間 ( $\tau$  は、遅延波の遅延量に等しい。) が、 $k$  番目の OFDMシンボルの後部  $S_k$  に等しくなるように、タイミング、振幅及び位相が調整されながら、抑制部 120 からの信号に加算される。 $S_k$  の長さは  $\tau$  に等しく、その信号内容は、目下暫定的に復調した  $k$  番目の OFDMシンボルの末尾の部分に等しい。

#### 【0024】

言い換えれば、受信信号修正部 118 は、受信信号に含まれる遅延波 204 の部分を修正し、その修正内容は、 $k-1$  番目の OFDM シンボルに関する干渉部分  $S_I$  を除去し、除去された区間  $S_I$  及びガードインターバル  $G I 216$  の部分の信号内容が、 $S_k$  に等しくなるようにするものである。なお、ガードインターバル 216 の部分は、その OFDM シンボルの末尾部分に等しいので、受信信号修正部 118 にて信号内容の実質的な修正が行われる区間は、干渉部分  $S_I$  に対する区間である。このように修正された受信信号には、 $k$  番目の OFDM シンボルに対してシンボル間干渉を引き起こす信号成分が含まれていないことになる。

#### 【0025】

受信信号修正部 118 にて修正された受信信号は、FFT 部 124 に与えられ、フーリエ変換された後にチャネル推定器 126 に入力され、レプリカ信号  $d_i$  ' としてサブキャリア毎に出力される。

#### 【0026】

ICI 抑制部 128 は、復調信号  $d_i$  に、硬判定信号  $D_i$  とレプリカ信号  $d_i$  ' との差分を付加することで、修正された復調信号をサブキャリア毎に出力する。受信信号修正部 118 の出力信号は、先行波及び遅延波に関する信号成分を含むが、 $k$  番目の OFDM シンボルについてはシンボル間干渉が生じないように遅延波の信号成分が修正されている。この出力信号を FFT 部 124 でフーリエ変換し、伝搬路に合わせて補償すると、シンボル間干渉の影響を有しないレプリカ信号がサブキャリア毎に得られる。一方、受信信号におけるキャリア間干渉の影響は、各キャリアに対して白色であるので（キャリア間干渉には周波数選択性がないので）、複数のサブキャリア全体に干渉の影響が及んでいる。したがって、レプリカ生成部 114 の入力信号及び出力信号の差分は、サブキャリア毎のシンボル間干渉（キャリア間干渉）の影響を示す信号となる。この差分を復調信号  $d_i$  から除去することで、キャリア間干渉の抑制された復調信号を得ることが可能になる。ICI 抑制部 128 の出力信号は、不図示の後段の処理部に与えられる一方、次の ( $k+1$  番目の) OFDM シンボルの復調に備えるために硬判定部 130 にも与えられる。

#### 【0027】

図3は、本願第2実施例による受信機の機能ブロック図を示す。受信機300は、OFDM信号を受信し、遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成部302を有する。遅延プロファイル作成部302は、高速フーリエ変換を行うFFT部304に接続される。尚、簡単のため、FFT部又はIFFT部に関連する直列-並列変換及び／又は並列-直列変換を行う部分は省略されている。受信機300は復調部306を有し、復調部306は、高速フーリエ変換するFFT部308と、FFT部308に接続されたチャンネル補償部310を有する。チャンネル補償部310は、遅延プロファイルに基づいて、FFT部308の出力信号の振幅及び位相を調整し、サブキャリア毎に復調信号を出力する。

#### 【0028】

受信機300は、復調部306に接続された硬判定部312を有し、硬判定部312は、復調部306から得られる信号点をサブキャリア毎に硬判定する。受信機300は、硬判定部312に接続されたレプリカ生成部314を有する。レプリカ生成部314は、硬判定部312に接続され、逆フーリエ変換を行うIFFT部316を有する。レプリカ生成部314は、IFFT部316に接続された受信信号修正部318を有し、受信信号修正部318は受信信号中の干渉成分が含まれていた区間に所定の信号成分を加える。レプリカ生成部314は、受信信号修正部318に接続され、高速フーリエ変換を行うFFT部324を有する。更に、レプリカ生成部314は、FFT部324に接続されたチャンネル補償部326を有する。チャンネル補償部326の出力は、レプリカ生成部314の出力を形成する。受信機300は、ICI抑制部328を有し、ICI抑制部328は、サブキャリア毎に、レプリカ生成部314の入出力間の差分を復調部306からの復調信号に加えることで、キャリア間干渉を抑圧する。

#### 【0029】

受信機300は、ICI抑制部328に接続され、サブキャリア毎に信号点を硬判定する硬判定部330を有する。受信機300は、硬判定部330に接続され、逆フーリエ変換を行うIFFT部332を有する。受信機300は、IFFT部332に接続され、入力された信号を一シンボル期間遅延させる遅延部334を有する。



**【0030】**

更に、受信機300は、シンボル間干渉成分を抽出する抽出部336を有し、抽出部336は、遅延部334からの復調済みのOFDMシンボルと、遅延プロファイル生成部302からの情報に基づいて、シンボル間干渉を引き起こす干渉区間 $S_I$ の信号成分を抽出する。受信機300は、受信信号中のシンボル間干渉成分を抑制する抑制部338を有し、抑制部338は、受信信号に含まれる干渉成分が、抽出部336で抽出した信号成分と相殺されるようにそれらを合成し、干渉成分の除去された信号が後段の復調部306に与えられる。

**【0031】**

動作を次に説明する。第1実施例と同様に、受信機300に受信されたOFDM信号は、遅延プロファイル作成部302に入力される。遅延プロファイル作成部302は、受信信号に含まれる先行波、及び先行波に対して遅れて到来する複数の遅延波のタイミング、振幅（エネルギー）及び位相を検出する。遅延プロファイルに関する情報（タイミング、振幅及び位相）は、時間領域における処理を行う受信信号修正部318及び抽出部336に与えられる。また、遅延プロファイルに関する情報は、FFT部304により周波数領域の情報に変換された後にチャネル補償部310、326にも与えられる。簡単のため、受信信号には2つのパスのみが含まれ、先行波に対する遅延波の遅延時間はガードインターバル長より大きいものとする。

**【0032】**

受信機300では、OFDMシンボルを受信する毎に順に復調するので、目下復調しようとしているOFDMシンボルが $k$ 番目のものであるとすると、その時点では、 $k-1$ 番目のOFDMシンボルの復調は既に完了している。この $k-1$ 番目のOFDMシンボルの各データは、サブキャリア毎に硬判定部330に入力され、硬判定された後にIFFT部332に入力され、一シンボル期間バッファリングを行う遅延部334に入力されている。従って、 $k$ 番目のOFDMシンボルが復調される時点では、 $k-1$ 番目のOFDMシンボルは既に復調済みであり、それは遅延部334に格納されている。

**【0033】**

抽出部 326 では、遅延プロファイル作成部 302 からの遅延波に対するタイミング、振幅及び位相に基づいて、 $k-1$  番目の OFDM シンボルの内、 $k$  番目の OFDM シンボルの復調時に干渉を引き起こす干渉区間  $S_I$  の信号成分を抽出する（図 2 参照）。そして、抑制部 338 は、受信信号に含まれる遅延波の干渉を引き起こす部分と、抽出部 336 で抽出した干渉部分  $S_I$  とが相殺されるように、振幅及び位相を調整しながら信号を合成する。なお、合成するタイミング、振幅及び位相の調整は、抽出部 336 で行っても良いし、抑制部 338 の合成時に行っても良い。このようにして、受信信号に含まれる遅延波の内、シンボル間干渉を引き起こす部分の抑制された受信信号が、復調部 306 に与えられる。

#### 【0034】

復調部 306 は、入力された信号に高速フーリエ変換及びチャネル補償を行って復調し、復調信号  $d_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ,  $N$  はサブキャリア数) を出力する。復調信号  $d_i$  は、硬判定部 312 に与えられ、サブキャリア毎に硬判定がなされ、硬判定部 312 は各復調信号  $d_i$  を硬判定信号  $D_i$  に変換する。硬判定信号  $D_i$  は、IFFT 部 316 に入力され、時間領域の受信信号に変換される。この時間領域の受信信号は、受信信号修正部 318 で更に修正される。

#### 【0035】

受信信号修正部 318 では、遅延波 204（図 2）における  $k$  番目の OFDM シンボル 208 に先行する長さ  $\tau$  の区間が、 $k$  番目の OFDM シンボルの後部  $S_k$  に等しくなるように修正される。 $S_k$  の長さは  $\tau$  に等しく、その信号内容は、目下暫定的に復調した  $k$  番目の OFDM シンボルの末尾の部分に等しい。

#### 【0036】

言い換えれば、受信信号の内の  $k-1$  番目の OFDM シンボルに関する干渉部分  $S_I$  は、抑制部 338 で既に除去されている。受信信号修正部 318 は、受信信号修正部 318 は、その除去された区間  $S_I$  及びガードインターバル  $GI_{216}$  の部分の信号内容が、 $S_k$  に等しくなるようにするものである。なお、ガードインターバル 216 の部分は、その OFDM シンボルの末尾部分に等しいので、受信信号修正部 318 にて信号内容の実質的な修正が行われる区間は、干渉部分  $S_I$  に対する区間である。

## 【0037】

受信信号修正部 318 にて修正された受信信号は、FFT 部 324 に与えられ、フーリエ変換された後にチャネル補償器 326 に入力され、レプリカ信号  $d_i$  ' としてサブキャリア毎に出力される。

## 【0038】

ICI 抑制部 328 は、復調信号  $d_i$  に、硬判定信号  $D_i$  とレプリカ信号  $d_i$  ' との差分を付加することで、修正された復調信号をサブキャリア毎に出力する。第 1 実施例と同様に、受信信号修正部 318 の出力信号は、先行波及び遅延波に関する信号成分を含むが、 $k$  番目の OFDM シンボルについてはシンボル間干渉が生じないように遅延波の信号成分が修正されている。この出力信号を FFT 部 324 でフーリエ変換し、伝搬路に合わせて補償すると、シンボル間干渉の影響を有しないレプリカ信号がサブキャリア毎に得られる。したがって、レプリカ生成部 314 の入力信号及び出力信号の差分は、サブキャリア毎のシンボル間干渉（キャリア間干渉）の影響を示す信号となる。従って、この差分を復調信号  $d_i$  から除去することで、キャリア間干渉の抑制された復調信号を得ることが可能になる。ICI 抑制部 328 の出力信号は、不図示の後段の処理部に与えられる一方、次の ( $k+1$  番目の) OFDM シンボルの復調に備えるために硬判定部 330 にも与えられる。

## 【0039】

本実施例によれば、抽出部 336 及び抑制部 338 を備えているので、受信信号中の遅延波の内、シンボル間干渉を引き起こす干渉部分  $S_I$  の信号内容を、復調部 306 の復調前に受信信号から除去することが可能である。このため、復調部 306 からの復調信号  $d_i$  は、干渉区間  $S_I$  の信号が受信信号に含まれたまま高速フーリエ変換等を行っていた第 1 実施例の場合に比べて、高精度化される。このことは、硬判定部 312 における硬判定結果の確度を向上させ、キャリア間干渉を適切に除去することを可能にする。ただし、復調部 306 に入力される受信信号中の遅延波の内、干渉を引き起こすと判定された干渉区間 ( $S_I$  で示される区間) の信号レベルはゼロになっている（それをゼロになるように、抽出部からの信号が加えられる。）。このように修正された遅延波は、第 1 実施例の場合

ほど大きなシンボル間干渉を引き起こさないが、干渉区間  $S_I$  の時間サンプル情報を総てゼロにしたことで、復調部 306 の復調信号は幾分歪んだものになる。この歪みは、ICI 抑制部 328 で抑制される。このように本願実施例は、第 1 実施例に比べて高精度にキャリア間干渉を抑制することが可能になる。これに対して、第 1 実施例は、第 2 実施例に比べて構成が簡易な点で有利である。

#### 【0040】

図 4 は、硬判定部の変形例を示す図である。本実施例では、アンテナダイバーシチを行う受信機を想定している。硬判定部 402 は、第 1 実施例の硬判定部 112, 130 又は第 2 実施例の硬判定部 312, 330 の代りに使用することが可能である。硬判定部 402 は、第 1 復調信号  $d_i(1)$  と第 2 復調信号  $d_i(2)$  を合成する合成部 404 を有する。硬判定部 412 は、合成された復調信号をサブキャリア毎にそれぞれ硬判定する判定部 406 を有する。

#### 【0041】

本実施例では、図 1 又は図 3 に示されるような受信信号を処理する手段が、各ダイバーシチブランチに設けられている。合成部 404 では、あるダイバーシチブランチの復調信号（第 1 復調信号  $d_i(1)$ ）と、他のダイバーシチブランチからの復調信号（第 2 復調信号  $d_i(2)$ ）とが合成される。これにより、復調信号の精度及び硬判定の確度を向上させ、キャリア間干渉を適切に除去することが可能になる。

#### 【0042】

図 5 は、硬判定部の変形例を示す図である。硬判定部 502 は、第 1 実施例の硬判定部 112, 130 又は第 2 実施例の硬判定部 312, 330 の代りに使用することが可能である。硬判定部 502 は、サブキャリア毎に得られる復調信号に対して、誤り訂正復号化を行う誤り訂正復号部 504 と、硬判定を行う判定部 506 と、誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化部 508 を有する。本実施例によれば、誤り訂正後に硬判定が行われるので、硬判定の精度を向上させることが可能になる。これにより、伝送路が劣悪な環境であっても高精度に硬判定が行われ、キャリア間干渉を適切に除去することが可能になる。

#### 【0043】

図6は、本願第3実施例による受信機の機能ブロック図を示す。受信機600は、ガードインターバルの除去されたOFDM信号の遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成部602を有する。遅延プロファイル作成部602の出力は、高速フーリエ変換を行うFFT部604に与えられる。受信機600は復調部606を有し、復調部106は、受信信号を高速フーリエ変換し、遅延プロファイルを利用してチャネル補償を行うことで、第1復調信号Aを出力する。

#### 【0044】

受信機600は、第1復調信号修正部603を有し、第1復調信号修正部603は、第1復調信号Aを修正した第2復調信号Bを出力する。受信機600は、第2復調信号修正部605を有し、第2復調信号修正部605は、第2復調信号Bを修正した第3復調信号Cを出力する。更に、受信機600は、第3復調信号修正部607を有し、第3復調信号修正部607は、第3復調信号Cを修正した第4復調信号Dを出力する。第1乃至第3復調信号修正部603、605、607は同様な構成を有するので、第1復調信号修正部603に関する構成を概説する。

#### 【0045】

第1復調信号修正部603は、第1実施例と同様に、第1復調信号Aをサブキャリア毎に硬判定する硬判定部612を有する。受信機600は、硬判定部612に接続されたレプリカ生成部614を有する。レプリカ生成部614は、硬判定部612に接続され、逆フーリエ変換を行うIFFT部616を有する。レプリカ生成部614は、IFFT部616に接続された受信信号修正部618を有し、受信信号修正部618は受信信号中の干渉成分を抑圧し、その干渉成分が含まれていた部分に所定の信号成分を加える。レプリカ生成部614は、受信信号修正部618に接続され、高速フーリエ変換を行うFFT部624を有する。更に、レプリカ生成部614は、FFT部624に接続されたチャネル補償部626を有する。チャネル補償部626の出力は、サブキャリア毎のレプリカ信号であり、レプリカ生成部614の出力を形成する。受信機600は、ICI抑制部628を有し、ICI抑制部128は、サブキャリア毎に、レプリカ生成部614の入出力間の差分を復調部606からの復調信号に加えることで、キャリア間

干渉を抑圧する。

#### 【0 0 4 6】

更に、受信機 6 0 0 は、I C I 抑制部 6 2 8 に接続され、サブキャリア毎に信号点を硬判定する硬判定部 6 3 0 を有する。受信機 6 0 0 は、硬判定部 6 3 0 に接続され、逆フーリエ変換を行う I F F T 部 6 3 2 を有する。受信機 6 0 0 は、I F F T 部 6 3 2 に接続され、入力された信号を一定期間遅延させる遅延部 6 3 4 を有する。

#### 【0 0 4 7】

動作を次に説明する。受信機 6 0 0 に受信された O F D M 信号は、不図示の無線部を通じてベースバンド信号に変換され、遅延プロファイル作成部 6 0 2 に入力される。遅延プロファイル作成部 6 0 2 は、所定の期間にわたる遅延プロファイルを見出す。遅延プロファイルに関する情報（タイミング、振幅及び位相）は、時間領域における処理を行う受信信号修正部 6 1 8 に与えられる。また、遅延プロファイルに関する情報は、更に F F T 部 6 0 4 により周波数領域の情報に変換された後に復調部 6 0 6 及びチャネル補償部 6 2 6 に与えられる。

#### 【0 0 4 8】

受信信号は復調部 6 0 6 における高速フーリエ変換及びチャネル補償を経て復調され、第 1 復調信号 A を出力する。第 1 復調信号 A は、硬判定部 6 1 2 に与えられ、サブキャリア毎に硬判定がなされ、硬判定信号に変換される。硬判定信号は、I F F T 部 6 1 6 に入力され、時間領域の受信信号に変換される。この時間領域の受信信号は、受信信号修正部 6 1 8 で修正される。

#### 【0 0 4 9】

受信機 6 0 0 では、O F D M シンボルを受信する毎に順に復調するので、k 番目の O F D M シンボルを復調する時点では、k - 1 番目以前の O F D M シンボルの復調は完了している。この k - 1 番目以前の O F D M シンボルの各データは、サブキャリア毎に硬判定部 6 3 0 に入力され、硬判定された後に I F F T 部 6 3 2 に入力され、一シンボル期間バッファリングを行う遅延部 6 3 4 に入力される。

#### 【0 0 5 0】

受信信号修正部 618 には、 $k$  番目及び  $k-1$  番目の時間領域の受信信号が入力される。ここでは、遅延プロファイル作成部 602 からの遅延波に対するタイミング、振幅及び位相に基づいて、 $k-1$  番目の OFDM シンボルの内、 $k$  番目の OFDM シンボルの復調時に干渉を引き起こす干渉区間  $S_I$  の信号成分を抽出する。そして、時間領域の受信信号に含まれる遅延波の干渉部分  $S_I$  が相殺されるように、振幅及び位相を調整しながら、信号を合成する。更に、受信信号修正部 618 では、遅延波 204 における  $k$  番目の OFDM シンボル 208 に先行する長さ  $\tau$  の区間が、 $k$  番目の OFDM シンボルの後部  $S_k$  に等しくなるように、タイミング、振幅及び位相を調整しながら、修正される。言い換えれば、受信信号修正部 618 は、受信信号に含まれる遅延波 204 の部分を修正し、その修正内容は、 $k-1$  番目の OFDM シンボルに関する干渉部分  $S_I$  を除去し、除去された区間  $S_I$  及びガードインターバル  $G I 216$  の部分の信号内容が、 $S_k$  に等しくなるようにするものである。

#### 【0051】

受信信号修正部 618 にて修正された受信信号は、FFT 部 624 に与えられ、フーリエ変換された後にチャネル補償器 626 に入力され、レプリカ信号  $d_i$  としてサブキャリア毎に出力される。

#### 【0052】

ICI 抑制部 628 は、第 1 復調信号  $A$  に、硬判定信号  $D_i$  とレプリカ信号  $d_i'$  との差分を付加することで、修正された復調信号をサブキャリア毎に出力する。ICI 抑制部 628 の出力信号は、第 2 復調信号  $B$  として第 2 復調信号修正部 605 に与えられる。第 2 及び第 3 復調信号修正部 605, 607 も同様な要素を有し、最終的に第 3 復調信号修正部 607 の出力信号が、第 4 復調信号  $D$  として出力される。第 4 復調信号  $D$  は、以後の処理のために硬判定部 630 に与えられる。

#### 【0053】

本実施例によれば、第 1 乃至第 3 復調信号修正部 603 ~ 607 が設けられ、復調信号の硬判定、レプリカ信号の生成及びキャリア間干渉を抑制する等の処理

が、複数回反復される（本実施例では3回）。これにより、第1実施例の場合よりも高精度な復調信号を得ることが可能になる。

#### 【0054】

図7は、本願実施例によるシミュレーション結果を示す図である。このシミュレーションでは、伝送路モデルとして時不変2パスモデルを採用し、希望波と不要波とのD/U比（Desired-Undesired power ratio）が0dBであり、信号雑音比Eb/N<sub>0</sub>が20dBという、劣悪な伝搬環境を想定している。先行波に対する遅延波の位相差は30°としている。サブキャリア数は1024個とし、1つのOFDMシンボルは1224サンプルを有するものとする（そのうち200サンプルは、ガードインターバルに割り当てられる。）。パイロットシンボル間隔は16シンボルとし、変調方式は16QAMである。

#### 【0055】

図7の縦軸はビットエラーレート（BER）を示し、横軸は遅延波の先行波に対する遅延量（サンプル数）を示す。グラフ702は、本願実施例による処理を行わずに復調した場合のBER特性を示す。グラフ704は、図3に示す実施例による処理を行った場合のBER特性を示す。グラフ706は、図6に示す実施例による処理を行った場合のBER特性を示す（ただし、繰り返し回数は5回である。）。上述したように、ガードインターバルは200サンプルなので、遅延波の位置が200サンプルまでの区間のビットエラーレートは、本願実施例による場合704、706及び本願実施例の処理を行わなかった場合702ともに、 $10^{-2}$ 程度の非常に小さな値を示すに過ぎない。しかしながら、遅延波の位置がガードインターバルを超えるにつれて（200サンプル以上になるにつれて）、ビットエラーレートは劣化してゆく。何れの遅延波の位置に対しても、本願実施例の処理を行った方が良好なビットエラーレートを与えることが示されている。更に、グラフ704、706に示されるように、復調信号の修正を反復して行った方が良好なビットエラーレートを与えることが分かる。

#### 【0056】

以上に説明した本願実施例による硬判定部、レプリカ生成部及びICI抑制部



等は、比較的小規模で作成することが可能である。従って、本願実施例によれば、従来懸念されていた問題（回路規模、演算量及び消費電力の増大等）に対処することが可能になる。しかも、これらは変調方式に依存しないので、変調指数Mによらずシステムを構築することが可能になる。更に、最尤系列推定のような処理を行っていないので、軟判定情報を維持することも可能になる。なお、本願実施例でも硬判定を行っているが、この硬判定は、復調信号  $d_i$  に含まれるキャリア間干渉成分を評価するために行われるものであり、そのキャリア間干渉の除去された復調信号（ICI抑制部の出力）には軟判定情報が維持されている。

#### 【0057】

以上に説明した本願実施例では、復調部106, 306, 606による暫定的な復調結果に基づいて復元された時間領域の受信信号を利用して、受信信号修正部118, 318, 618の修正が行われているが、他の信号を利用して修正を行うことも可能である。例えば、所定数のOFDMシンボル毎に受信される既知信号を利用することも可能である。送信側及び受信側で既知の既知信号を利用することで、より高精度に受信信号を修正することが可能になる。本願実施例では、シンボル間干渉（キャリア間干渉）を抑圧するにあたって、復調対象のOFDMシンボルに先行する復調済みのOFDMシンボルの内容が正しいことを前提としている。従って、先行するOFDMシンボルの復調結果が誤っていたとすると、その誤りが後続の復調結果にも連鎖的に波及してゆく虞がある。そのような事態が懸念される場合には、既知信号を利用して、復調の確度を向上させることが有利である。

#### 【0058】

以下、本発明が教示する手段を列挙する。

#### 【0059】

（付記1） 直交周波数分割多重（OFDM）方式で伝送されるOFDMシンボルを復調する受信機であって、

受信信号に含まれる先行波及び遅延波に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成手段と、

前記受信信号をフーリエ変換することで復調し、サブキャリア毎に復調信号を

出力する復調手段と、

前記復調信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、

硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、

前記硬判定信号及び前記レプリカ信号の差分を前記復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段

を有し、前記レプリカ生成手段が、

前記硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、

復調の対象としている OFDM シンボル（復調対象シンボル）に先行する復調済みの OFDM シンボル（先行シンボル）を利用して、前記遅延波に含まれる前記先行シンボルの信号成分を抑圧する手段と、

前記時間領域の受信信号の一部を、前記遅延波の復調対象シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段と、

前記修正された受信信号をフーリエ変換することで、前記レプリカ信号を作成する手段

を有することを特徴とする OFDM シンボルを復調する受信機。

#### 【0060】

（付記 2） 前記硬判定手段が、前記復調信号と、他のダイバーシチブランチにおける復調信号とを合成した信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力するよう形成されることを特徴とする付記 1 記載の受信機。

#### 【0061】

（付記 3） 前記硬判定手段が、前記復調信号を誤り訂正復号化する復号化手段と、誤り訂正復号化された信号点をサブキャリア毎に硬判定する判定手段と、硬判定結果を誤り訂正符号化することで前記硬判定信号を出力する出力手段とを有することを特徴とする付記 1 記載の受信機。

#### 【0062】

（付記 4） 硬判定信号の作成、レプリカ信号の作成及びキャリア間干渉の抑

制を含む一連の処理を行う処理系路が、多段に設けられることを特徴とする付記 1 記載の受信機。

【0063】

(付記 5) 更に、所定数の OFDM シンボル毎に受信される既知信号の一部を、前記遅延波の復調シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段を有することを特徴とする付記 1 記載の受信機。

【0064】

(付記 6) 遅延波に含まれる復調対象シンボルに先行する部分の信号内容が、前記時間領域の受信信号の一部に等しくなるように、前記受信信号が修正されることを特徴とする付記 1 記載の受信機。

【0065】

(付記 7) 直交周波数分割多重 (OFDM) 方式で伝送される OFDM シンボルを復調する受信機であって、

受信信号に含まれる先行波及び遅延波に関する遅延プロファイルを作成する遅延プロファイル作成手段と、

復調の対象としている OFDM シンボル (復調対象シンボル) に先行する復調済みの OFDM シンボル (先行シンボル) を利用して、前記遅延波に含まれる前記先行シンボルの信号成分を抑圧することで、シンボル間干渉を抑圧するシンボル間干渉抑圧手段と、

前記シンボル間干渉抑圧手段からの出力信号をフーリエ変換することで復調し、サブキャリア毎に復調信号を出力する復調手段と、

前記復調信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、

硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、

前記硬判定信号及び前記レプリカ信号の差分を前記復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段

を有し、前記レプリカ生成手段が、

前記硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、

前記時間領域の受信信号の一部を、前記遅延波の復調対象シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段と、

前記修正された受信信号をフーリエ変換することで、前記レプリカ信号を作成する手段

を有することを特徴とする OFDM シンボルを復調する受信機。

#### 【0066】

(付記 8) 前記硬判定手段が、前記復調信号と、他のダイバーシチブランチにおける復調信号とを合成した信号に基づいて、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力するよう形成されることを特徴とする付記 7 記載の受信機。

#### 【0067】

(付記 9) 前記硬判定手段が、前記復調信号を誤り訂正復号化する復号化手段と、誤り訂正復号化された信号点をサブキャリア毎に硬判定する判定手段と、硬判定結果を誤り訂正符号化することで前記硬判定信号を出力する出力手段とを有することを特徴とする付記 7 記載の受信機。

#### 【0068】

(付記 10) 硬判定信号の作成、レプリカ信号の作成及びキャリア間干渉の抑制を含む一連の処理を行う処理系路が、多段に設けられることを特徴とする付記 7 記載の受信機。

#### 【0069】

(付記 11) 更に、所定数の OFDM シンボル毎に受信される既知信号の一部を、前記遅延波の復調シンボルの前に付加することで、修正された受信信号を作成する手段を有することを特徴とする付記 7 記載の受信機。

#### 【0070】

(付記 12) 遅延波に含まれる復調対象シンボルに先行する部分の信号内容が、前記時間領域の受信信号の一部に等しくなるように、前記受信信号が修正されることを特徴とする付記 7 記載の受信機。

#### 【0071】

#### 【発明の効果】

以上のように本発明によれば、OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させることが可能になる。更に本発明によれば、OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させつつ、復調のための回路規模を小さくすることが可能になる。更に、本発明によれば、OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させつつ、復調に際して軟判定情報を維持することを可能にする。

## 【 0 0 7 2 】

### 【図面の簡単な説明】

#### 【図 1】

図 1 は、本願第 1 実施例による受信機の機能ブロック図を示す。

#### 【図 2】

図 2 は、受信信号の一例を示す図である。

#### 【図 3】

図 3 は、本願第 2 実施例による受信機の機能ブロック図を示す。

#### 【図 4】

図 4 は、硬判定部の変形例を示す図である。

#### 【図 5】

図 5 は、硬判定部の変形例を示す図である。

#### 【図 6】

図 6 は、本願第 3 実施例による受信機の機能ブロック図を示す。

#### 【図 7】

図 7 は、従来例及び本願実施例によるシミュレーション結果を示す図である。

### 【符号の説明】

- 1 0 0 受信機
- 1 0 2 遅延プロファイル生成部
- 1 0 4, 1 0 8, 1 2 4 高速フーリエ変換部
- 1 0 6 復調部
- 1 1 0, 1 2 6 チャネル補償部

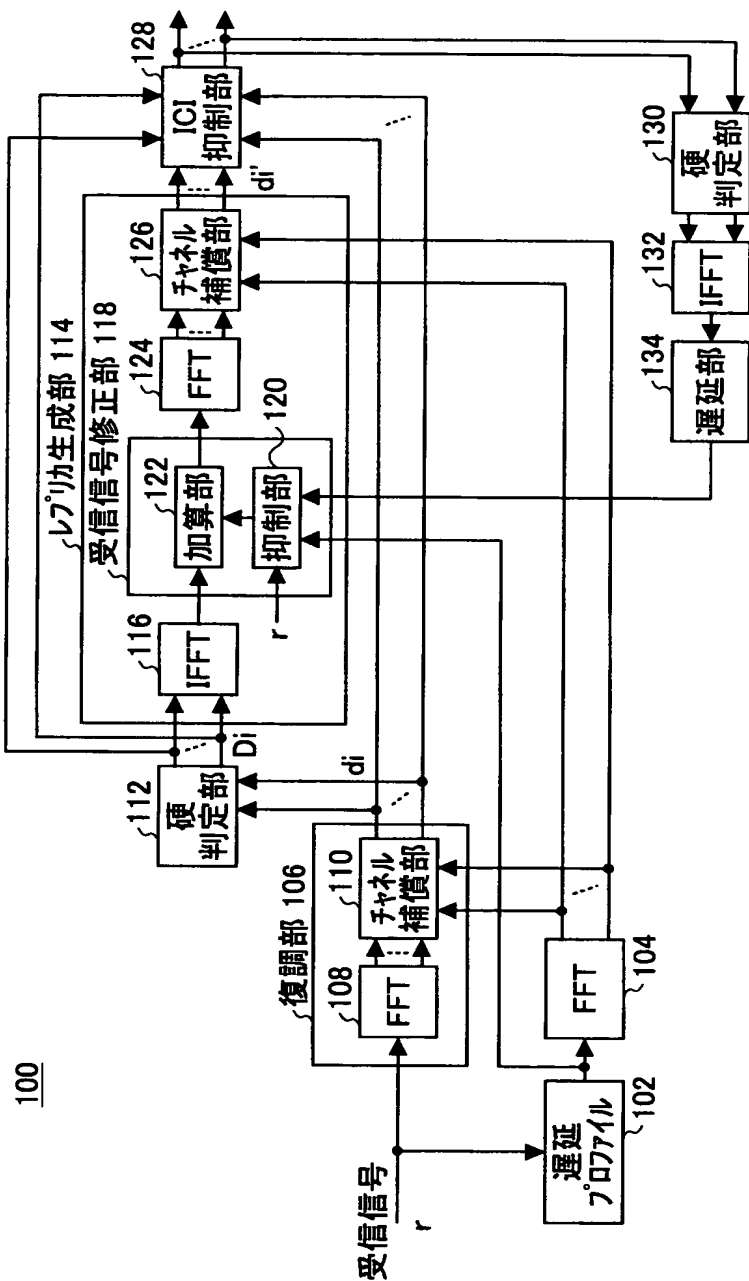
1 1 2, 1 3 0 硬判定部  
1 1 6, 1 3 2 逆高速フーリエ変換部  
1 1 8 受信信号修正部  
1 2 0 抑制部  
1 2 2 加算部  
1 2 8 キャリア間干渉抑制部  
1 3 4 遅延部  
2 0 2 先行波  
2 0 4 遅延波  
2 0 6, 2 0 8, 2 1 0, 2 1 2 有効シンボル部分  
2 1 4, 2 1 6 ガードインターバル  
3 0 0 受信機  
3 0 2 遅延プロファイル生成部  
3 0 4, 3 0 8, 3 2 4 高速フーリエ変換部  
3 0 6 復調部  
3 1 0, 3 2 6 チャネル補償部  
3 1 2, 3 3 0 硬判定部  
3 1 6, 3 3 2 逆高速フーリエ変換部  
3 1 8 受信信号修正部  
3 2 8 キャリア間干渉抑制部  
3 3 4 遅延部  
3 3 6 抽出部  
3 3 8 抑制部  
4 0 2 硬判定部  
4 0 4 合成部  
4 0 6 判定部  
5 0 2 硬判定部  
5 0 4 誤り訂正復号部  
5 0 6 判定部

5 0 8 誤り訂正符号部  
6 0 0 受信機  
6 0 2 遅延プロファイル生成部  
6 0 4, 6 2 4 高速フーリエ変換部  
6 0 6 復調部  
6 1 2, 6 3 0 硬判定部  
6 1 6, 6 3 2 逆高速フーリエ変換部  
6 1 8 受信信号修正部  
6 2 8 キャリア間干渉抑制部  
6 3 4 遅延部

【書類名】 図面

【図 1】

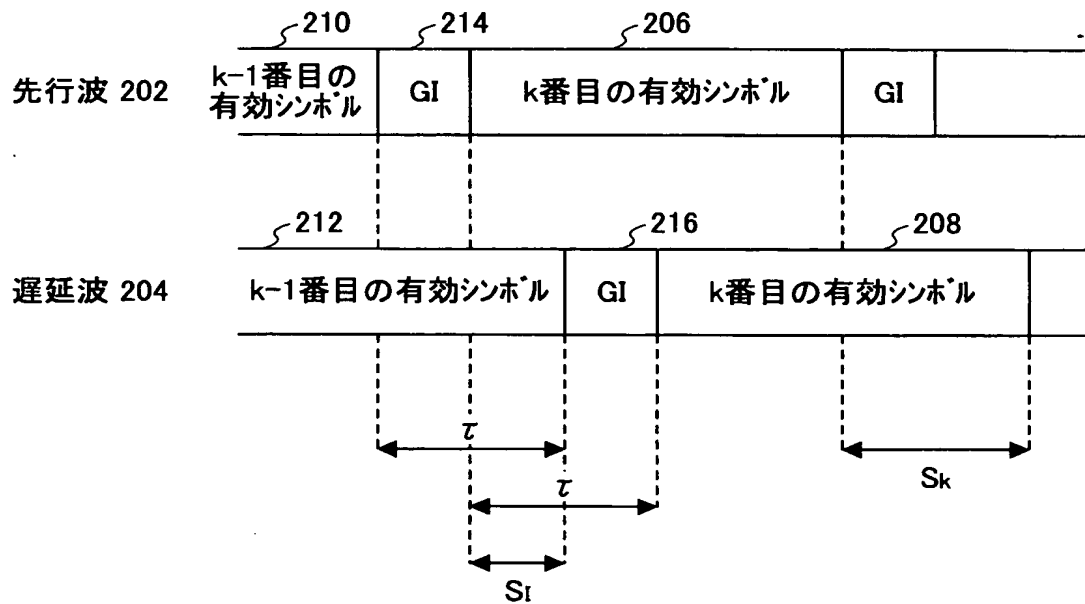
### 本願第1実施例による受信機の機能ブロック図





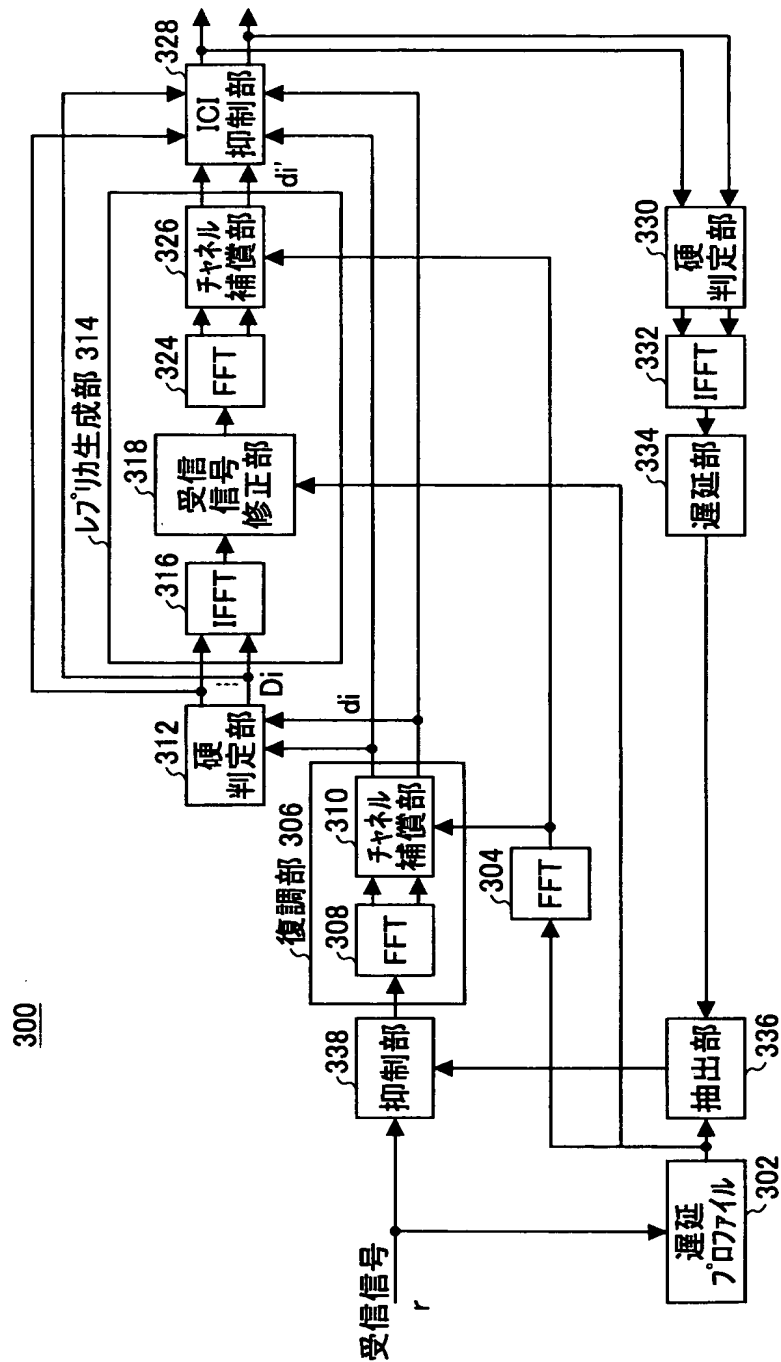
【図 2】

受信信号の一例を示す図



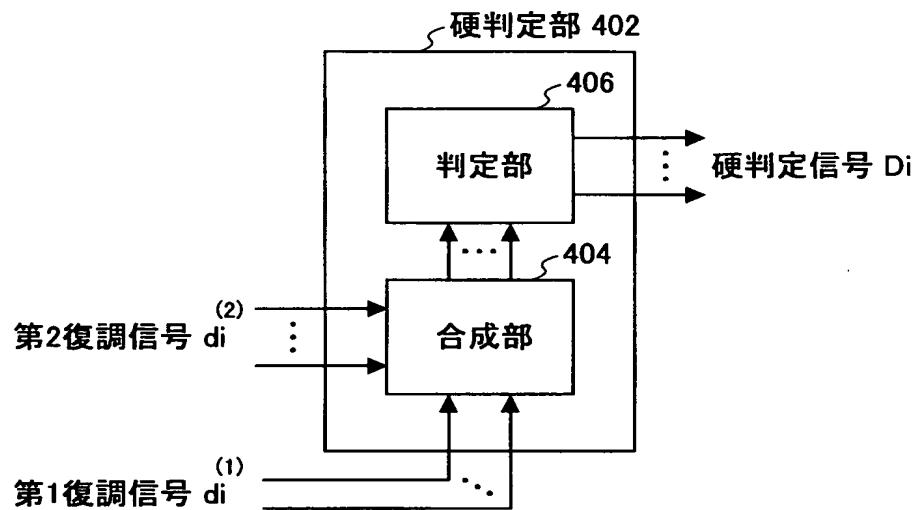
【図 3】

### 本願第2実施例による受信機の機能ブロック図



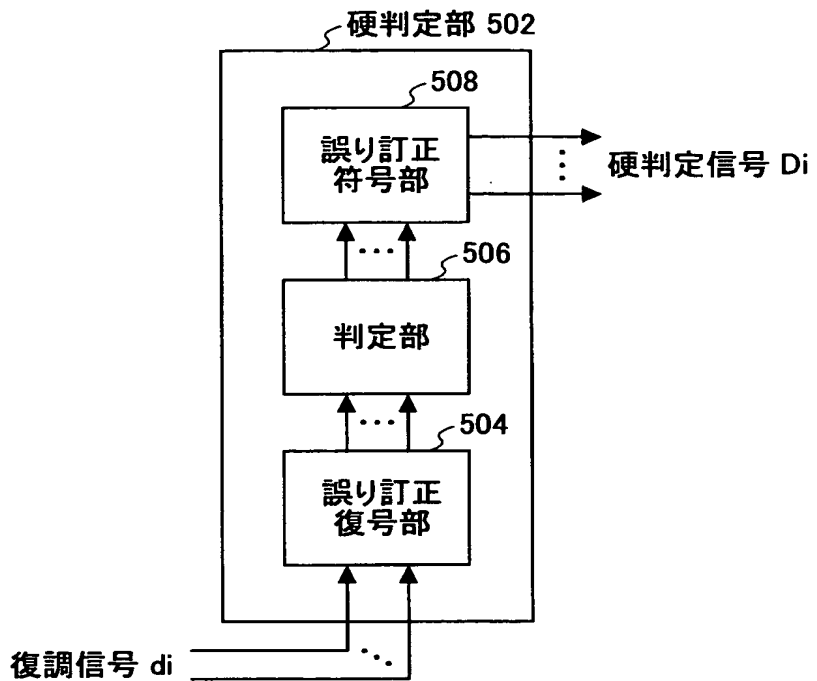
【図 4】

硬判定部の変形例を示す図



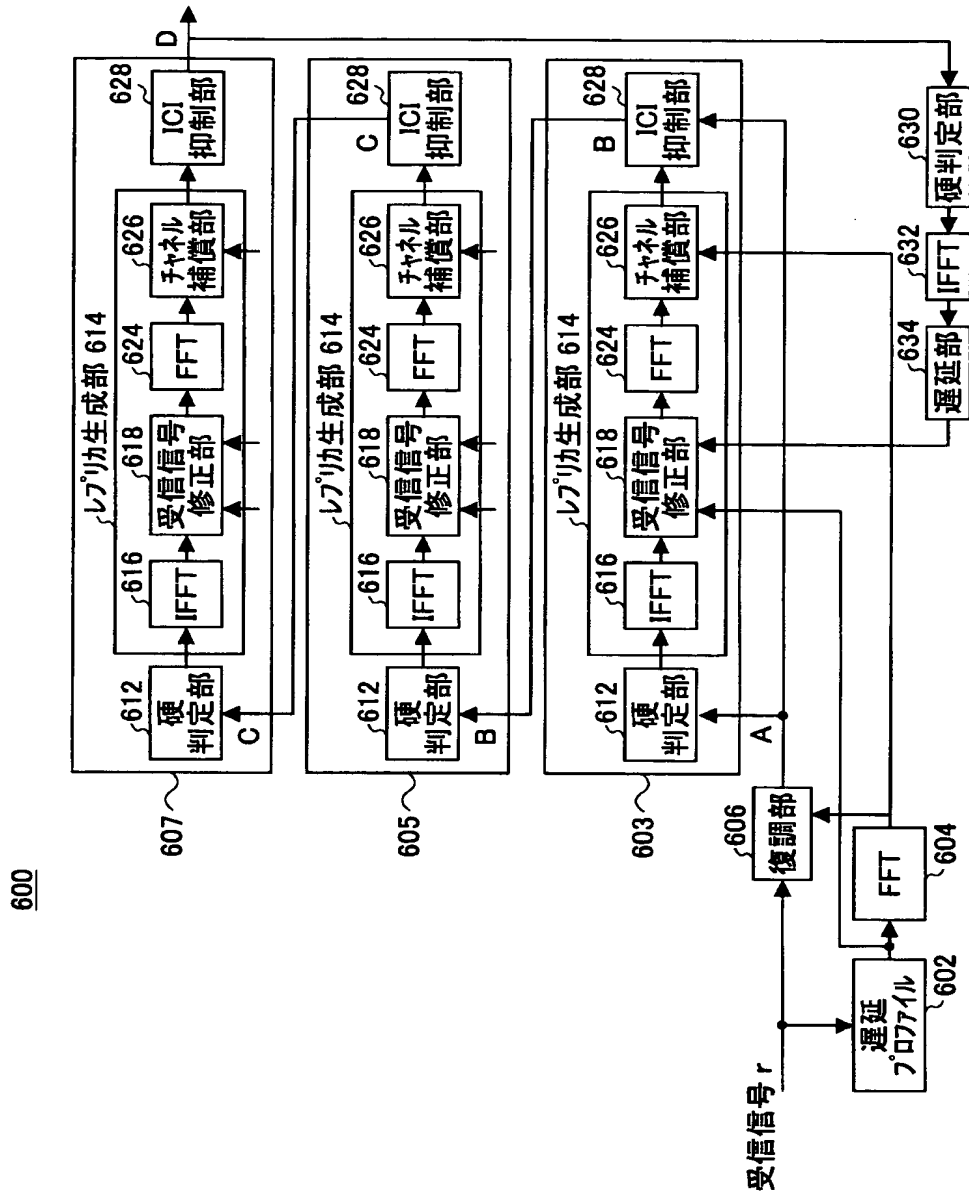
【図 5】

硬判定部の変形例を示す図



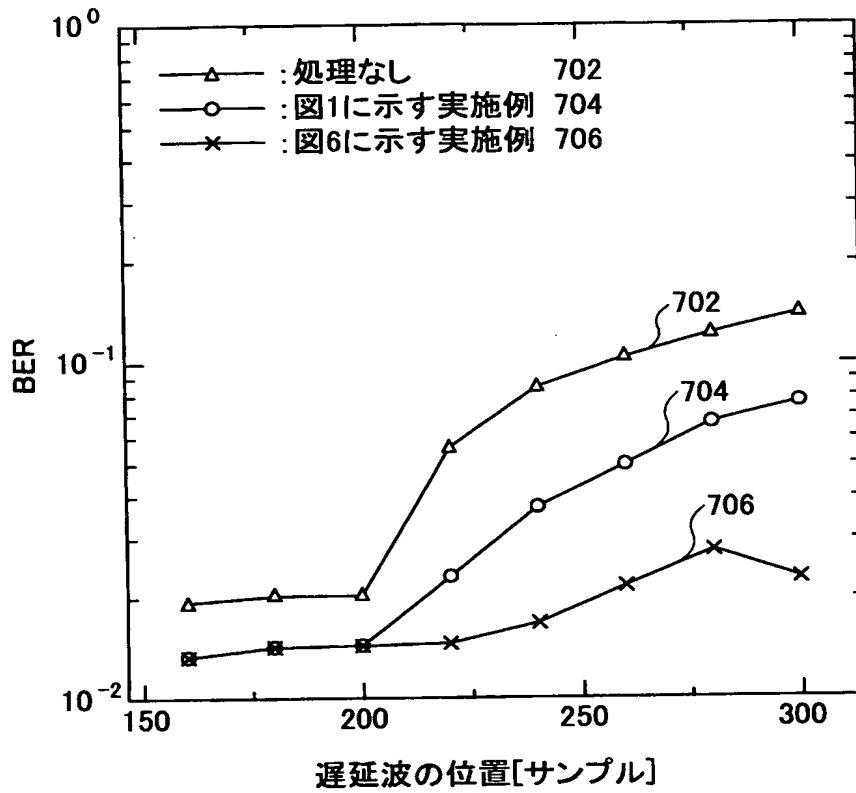
【図 6】

### 本願第3実施例による受信機の機能ブロック図



【図 7】

従来例及び本願実施例によるシミュレーション結果を示す図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 OFDMシンボルのガードインターバルを越えて遅れて到来する遅延波に起因するシンボル間干渉を低減させること。

【解決手段】 本発明による受信機は、受信信号をフーリエ変換し、サブキャリア毎に復調信号を出力する復調手段と、サブキャリア毎に信号点を硬判定し、硬判定信号を出力する硬判定手段と、硬判定結果を利用して、サブキャリア毎のレプリカ信号を作成するレプリカ生成手段と、硬判定信号及びレプリカ信号の差分を復調信号にサブキャリア毎に加えることで、キャリア間干渉を抑圧するキャリア間干渉抑圧手段を有する。レプリカ生成手段は、硬判定信号を逆フーリエ変換し、時間領域の受信信号を生成する手段と、遅延波に含まれる先行シンボルの信号成分を抑圧する手段と、時間領域の受信信号の一部を、遅延波の復調対象シンボルの前に付加し、フーリエ変換することで、レプリカ信号を作成する手段を有する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 7 8 7 1 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 5 2 2 3 ]

1 . 変更年月日

1 9 9 6 年    3 月 2 6 日

[変更理由]

住所変更

住    所

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号

氏    名

富士通株式会社